

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 00114058.2

[43]公开日 2000 年 8 月 23 日

[11]公开号 CN 1264228A

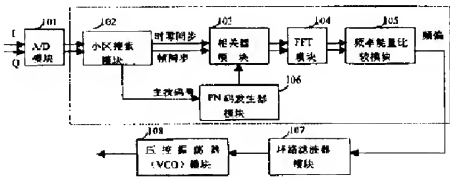
[22]申请日 2000.2.1 [21]申请号 00114058.2
[71]申请人 深圳市中兴通讯股份有限公司
地址 518004 广东省深圳市莲塘鹏基工业区 710 栋 6 楼
[72]发明人 莫毅群 张 军 王 宇 唐万斌

权利要求书 1 页 说明书 7 页 附图页数 2 页

[54]发明名称 宽带码分多址系统中的自动频率控制方法及装置

[57]摘要

一种适用于第三代移动通信中频分双工(FDD)模式下宽带码分多址(WC DMA)系统中的自动频率控制(AFC)方法,包括以下步骤:小区搜索,以得到时隙同步、帧同步以及主扰码号;解扰解扩,利用通过小区搜索所获得的信息,对公共导频信道(CPICH)进行解扰解扩,得到公共导频符号;通过快速傅立叶变换将信号变换到频域,经过能量分析提取出频偏信息;本发明还提供了实现上述方法的自动频率控制装置。



ISSN 1 0 0 8 - 4 2 7 4

权 利 要 求 书

1、一种宽带码分多址系统中的自动频率控制方法，包括如下步骤：

- 1) 小区搜索，以得到时隙同步、帧同步以及主扰码号；
- 2) 解扰解扩，利用通过步骤 1) 所获得的信息，对公共导频信道进行解扰解扩，得到公共导频符号；
- 3) 通过快速傅立叶变换将信号变换到频域，经过能量分析提取出频偏信息。

2、实现如权利要求 1 所述的自动频率控制方法的装置，包括：

小区搜索模块 (102)，用来对接收信号中的主同步信道、辅同步信道和主公共控制信道处理后得到信号的时隙同步、帧同步和主扰码号；

其特征还在于它还包括：

PN 码发生器模块 (106)，利用小区搜索模块 (102) 生成的主扰码号产生相应的 PN 码，在时隙同步信号和帧同步信号的控制下，对 CPICH 信道进行相关解扰解扩；

相关器 (103)，输出 CPICH 的符号，每一个符号都含有频偏信息；

FFT 模块 (104)，将相关器 (103) 输出的离散的 CPICH 符号快速傅立叶变换，得到 CPICH 的频域信号；

频率能量比较模块 (105)，对所得的频域信号分段比较，得到每一段中的峰值频率，并通过分析峰值频率的相对位置获得频偏信息。



说明书

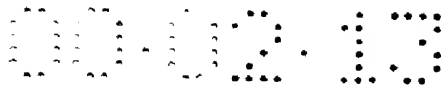
宽带码分多址系统中的自动频率控制方法及装置

本发明涉及宽带码分多址系统（WCDMA），更具体地涉及频分双工（FDD）模式下宽带码分多址系统接收终端的自动频率控制（AFC）方法和装置。

在一般的无线通信系统中，接收机都要包含 AFC 模块。这是因为在发射机中信号调制用的本振频率与接收机中信号混频用的本振频率不一致（我们称之为固定频偏），混频后基带信号会残留有固定频偏的频率分量；同时，由于移动造成的多普勒频偏也会通过混频和滤波保留在基带信号中。我们将上述两种频率合称为频偏。它对基带信号处理的影响有一个量变到质变的过程：如果频偏很小，它对信号处理结果的影响也很小；如果频偏越大，其影响也越大；当频偏超过某一值时，信号会出现相位混叠，而直接导致无法正确判别数据内容。因此，在通信系统中，一般都有 AFC 装置来校正频偏，使发射机和接收机在不同的情况下都能保持一定精度的同步。

在美国专利 US 5,828,710, “AFC FREQUENCY SYNCHRONIZATION NETWORK” 中，提出了一种适用于 Eureka-147 数字音频广播系统（DAB）的 AFC 校正方法，它先将信号数字化，然后用快速傅立叶变换（FFT）将信号变换到频域，根据频率能量的统计变化趋势来决定频率偏移的方向（正或负），并按照方向步进调整压控振荡器（VCO），每一次调整的步进是上一次的 1/2。每调整一次，都要重新根据频率能量的统计变化估计一次频偏方向。如此反复，直到步进小于某一设定值，此时认为频偏已基本补偿。可以看出，这种方法要求：每调整一次，得到的频率能量前后差值应超过多普勒衰落和噪声联合作用对频率能量的影响，否则就不能根据频率能量的变化来决定频偏方向。

但在 WCDMA 系统中，这种方法就不适用了。因为上述的数字音频广播 DAB 系统是一个调频系统，其载波为 100MHz 的数量级，而 WCDMA 系统的载波为 2GHz，因此在相同地面环境及接收端移动速度的情况下，WCDMA 系统的信号衰落比 DAB 系统的信号衰落大得多且快得多。因此，在 WCDMA 系统中，统计的频率能量变化方向不能代表频偏的方向。



本发明的目的就是提出一种适用于 WCDMA 系统移动终端的 AFC 方法及装置, 以便进行有效的自动频率控制, 保证发射机和接收机在一定精度下的同步。

本发明提供了一种宽带码分多址系统中的自动频率控制方法，包括如下步骤：

- 1) 小区搜索, 以得到时隙同步、帧同步以及主扰码号;
- 2) 解扰解扩, 利用通过步骤 1) 所获得的信息, 对公共导频信道 (CPICH) 进行解扰解扩, 得到公共导频符号;
- 3) 通过快速傅立叶变换将信号变换到频域, 经过能量分析提取出频偏信息;

实现上述自动频率控制方法的自动频率控制装置，包括：

小区搜索模块，用来对接收信号中的主同步信道、辅同步信道和主公共控制信道处理后得到信号的时隙同步、帧同步和主扰码号；

其特征还在于它还包括:

PN 码发生器模块, 利用小区搜索模块生成的主扰码号产生相应的 PN 码, 在时隙同步信号和帧同步信号的控制下, 对 CPICH 信道进行相关解扰解扩;

相关器，输出 CPICH 的符号，每一个符号都含有频偏信息；

FFT 模块，将相关器输出的离散的 CPICH 符号快速傅立叶变换，得到 CPICH 的频域信号；

频率能量比较模块,对所得的频域信号分段比较,得到每一段中的峰值频率,并通过分析峰值频率的相对位置获得频偏信息。

与其他频偏估计的方法相比,本发明提出的频偏估计方法具有以下优点:

1) 实现简单, 本方法在硬件实现上没有给系统提出任何额外的要求, 即利用系统原有的硬件资源就可实现。

2) 精度可调。如果小区搜索提供的三个信息准确无误, 则本方法的估计精度取决于 FFT 的变换长度。变换长度越长, 则精度越高。但由于变换长度越长, 运算时间也越长。因此, 实现时, 精度可调的范围是在允许的运算时间内。

3) 特别适合于 WCDMA 系统。由于在 WCDMA 系统中, 小区搜索前, 所有信道的信

号都是扩频信号，其内容都是“+1”和“-1”的随机组合，虽经过脉冲成形及移动信道，但信号的频谱仍类似噪声频谱，频偏信号的频率几乎被信号频谱淹没，很难提取。而一般的频偏估计方法是直接对接收信号进行估计，因此用一般的频偏估计方法是行不通的。在小区搜索之后，将 CPICH 解扩解扰后，CPICH 的信号内容被恢复成全“1”，此时信号频谱基本为 0，这样就将信号频谱与频偏频率分离开了，此时再用 FFT 就很容易提取出频偏信息来。因此，可以说，本发明提出的频偏估计方法是专为 WCDMA 系统设计的。

下面结合附图对本发明做进一步的详细说明。

图 1 是一般的无线通讯系统接收机框图。

图 2 是本发明提出的适用于 WCDMA 系统的 AFC 装置的典型应用框图。

图 3 是本发明提出的自动频率控制方法中的关键步骤——对 CPICH 解扰解扩的过程的信号示意图。

下文将对本发明做进一步详细的描述。

接收信号下变频到基带并采样后可表示为：

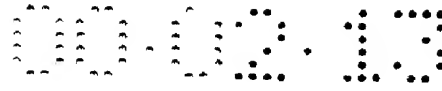
$$\hat{r}(k) = \alpha e^{j(\frac{\Delta\omega}{N\omega_0}k + \varphi)} [I(k) + jQ(k)] + n(k) \quad (1)$$

其中 $k=0,1,2,\dots$ ， $I(k)$ 、 $Q(k)$ 为接收的原始数据， $n(t)$ 为加性高斯白噪声， α 为信道衰落， φ 是移动信道中平均分布的随机相位， $N\omega_0$ 为码片（chip）的采样频率， ω_0 是码片速率 3.84MHz， N 是一个 chip 的采样点数，以下的讨论都取 $N=1$ ， $\Delta\omega$ 为频偏，它包括发射和接收两个本振之间的固定频偏 $\Delta\omega_0$ 和移动造成的多普勒频偏 $\Delta\omega_d$ 。

假设小区搜索在有初始频偏的情况下很好的完成了时隙同步和帧同步以及扰码识别，则我们可以利用公共导频信道来进行估计。估计前，先对公共导频信道解扩解扰，得到公共导频信道的数据符号（SYMBOL），对该数据做简单滤波后进行快速傅立叶变换（FFT），得到公共导频信道符号的频谱，经过比较，取能量最高的频率做为所得的频偏 $\Delta\omega$ ，如图 2 所示。

设 $\theta(k) = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}k + \varphi$ ，将（1）式拆成实部和虚部得：

$$\begin{aligned} I_c(k) &= \alpha[I(k)\cos\theta(k) - Q(k)\sin\theta(k)] + n_1(k) \\ Q_c(k) &= \alpha[I(k)\sin\theta(k) + Q(k)\cos\theta(k)] + n_2(k) \end{aligned} \quad (2)$$



对 CPICH 的 $I_c(k)$ 和 $Q_c(k)$ 进行解扩解扰，在完全同步的情况下，CPICH 的符号变为全“1”，而其他信道的数据由于各自的信道码或扰码不同，仍为伪随机数，近似于白噪声，与原噪声合为新的白噪声 $n_1(k)$ 和 $n_2(k)$ 。因此相关累加后结果为（累加长度为 SF，CPICH 的 SF=256）：

$$\begin{aligned} I_s(m) &= \alpha \sum_{k=256m}^{256(m+1)-1} [\cos \theta(k) - \sin \theta(k)] + \sum_{k=256m}^{256(m+1)-1} n_1'(k) \\ Q_s(m) &= \alpha \sum_{k=256m}^{256(m+1)-1} [\cos \theta(k) + \sin \theta(k)] + \sum_{k=256m}^{256(m+1)-1} n_2'(k) \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $m=0,1,2,\dots$ ，由于白噪声在足够长的积分区间内，其均值为“0”，因此，

$\sum_{k=256m}^{256(m+1)-1} n_1(k)$ 和 $\sum_{k=256m}^{256(m+1)-1} n_2(k)$ 都近似为“0”，则：

$$\begin{aligned} I_s(m) &= 2\alpha \sum_{k=256m}^{256(m+1)-1} \cos\left[\frac{\Delta\omega}{\omega_0}k + \varphi + \frac{\pi}{4}\right] \\ Q_s(m) &= 2\alpha \sum_{k=256m}^{256(m+1)-1} \sin\left[\frac{\Delta\omega}{\omega_0}k + \varphi + \frac{\pi}{4}\right] \end{aligned} \quad (4)$$

$$\text{其中 } \sum_{k=256m}^{256(m+1)-1} \cos\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}k + \varphi + \frac{\pi}{4}\right) = \operatorname{Re}\left\{\frac{1 - e^{j256\frac{\Delta\omega}{\omega_0}}}{1 - e^{j\frac{\Delta\omega}{\omega_0}}} e^{j(256m\frac{\Delta\omega}{\omega_0} + \varphi + \frac{\pi}{4})}\right\}, \quad (5-a)$$

$$\sum_{k=256m}^{256(m+1)-1} \sin\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}k + \varphi + \frac{\pi}{4}\right) = \operatorname{Im}\left\{\frac{1 - e^{j256\frac{\Delta\omega}{\omega_0}}}{1 - e^{j\frac{\Delta\omega}{\omega_0}}} e^{j(256m\frac{\Delta\omega}{\omega_0} + \varphi + \frac{\pi}{4})}\right\}, \quad (5-b)$$

当频偏 $\Delta\omega$ 取一定值时， $I_s(m)$ 和 $Q_s(m)$ 为 $e^{j256m\frac{\Delta\omega}{\omega_0}}$ 的函数，这里 256m 是指 chip 的采样点（速率 3.84MHz）中的第 256m 个点，它相当于 symbol 的采样点（速率 15kHz）中的第 m 个点，因此，symbol 函数 $I_s(m)$ 和 $Q_s(m)$ 实际上是 $e^{jm\frac{\Delta\omega}{\omega'_0}}$ 的函数，其中 ω'_0 是 symbol 速率，它满足 $\frac{\omega_0}{\omega'_0} = SF = 256$ ，这样，只要对 $I_s(m)$ 和 $Q_s(m)$ 的频谱进行处理，可以得到频偏信息 $\Delta\omega$ 。由

于 FFT 是在 symbol 的速率下做的，因此所得的最大能量的频率偏移是相对于 symbol 速率的，如：做 256 个点的 FFT，所得最大能量的频率在第 38 点处，则该点的实际频率为：

$$(38/256) * 15\text{kHz} = 2.23\text{kHz}$$

现在的问题是：在初始频偏的作用下，小区搜索是否能很好的完成时隙同步、帧同步及

扰码识别。

由于时隙同步过程中是对同步信道中的主同步信道码做相关，其相关输出与前面所述的 CPICH 的相关结果一样，因此相关后 I、Q 两路的平方和为

$$I_s^2(t) + Q_s^2(t) = \alpha^2 \left(\frac{1 - e^{j256\frac{\Delta\omega}{\omega_0}}}{1 - e^{j\frac{\Delta\omega}{\omega_0}}} \right)^2 = \alpha^2 \frac{1 - \cos 256\frac{\Delta\omega}{\omega_0}}{1 - \cos \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} \quad (6)$$

由于频偏 $\Delta\omega$ 相对于码片速率 ω_0 非常小，因此 $\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ 近似为 0，(6)式可近似等于

$$I_s^2(t) + Q_s^2(t) = (256\alpha)^2 \quad (7)$$

它与频偏无关，因此时隙同步在频偏较小时不受频偏影响。

帧同步和扰码组号识别是利用辅同步信道码号查表判决得到，而码号是根据 FHT 相关输出的平方和的峰值位置得来，基于同样的原因，它基本不受频偏影响。

同样，在频偏较小时，产生主扰码偏置的过程也几乎不受频偏影响，因此，此时主扰码的产生可认为与频偏无关。经仿真，在初始频偏 $\Delta f < 3000\text{Hz}$ 的情况下，小区搜索仍然能完成时隙同步，帧同步以及主扰码识别，这说明前面所述的纠正频偏的方法是可行的。

通常的无线通讯系统接收机如图1所示。信号从天线接受进来后，首先经过带通滤波器1对信号进行频带选通，进入高频功率放大器2，然后进入下变频3（比如GSM从900MHz或1800MHz下变频到中频带宽，中频频率没有规定，一般是几十MHz），通过中频解调器4后成为基带信号，然后经低通滤波器5和A/D变换6，成为数字信号，经过数字基带信号处理器7，通过AFC 8环路提取出频偏校正信号送到锁相环PLL 9去校正频率误差。

本发明提供的自动频率控制方法详细描述如下：

1、小区搜索

小区搜索分三个步骤完成：

- 1) 利用一种特定相关器对主同步信道（P-SCH）码相关，得到时隙同步；
- 2) 在时隙同步的基础上，对辅同步信道（S-SCH）码进行一系列处理，得到每个时隙的辅同步信道码号，再对这些码号进行处理而得到帧同步和主扰码的码组号；
- 3) 在时隙同步和帧同步都完成的情况下，利用已知的码组号对主公共控制信道（P-

CCPCH) 做相关, 比较后得到主扰码在该组中的偏置, 从而得到本小区的主扰码号。

三个步骤完成后, 分别得到时隙同步, 帧同步以及主扰码号。这三个信息是整个系统正常工作的基础。

详细的小区搜索方法参见本申请人1999年11月12日提交的中国专利申请99117207.8, 《WCDMA小区搜索中的时隙同步装置》; 及99117209.4, 《WCDMA小区搜索中扰码组号的判别方法和帧同步装置》。

2、解扰解扩

在时隙同步和帧同步的基础上, 利用已知的主扰码号对公共导频信道 (CPICH) 进行解扰解扩 (CPICH 的扩频信道码已知为全“1”), 得到公共导频符号。公共导频符号原为全“1”, 但经过移动信道后, 导频符号被频偏调制, 因此所得的公共导频符号含频偏信息。选用 CPICH 信道做频偏估计, 是因为 CPICH 信道的内容已知, 为全“1”, 且信道码 (确定) 和扰码 (即由小区搜索识别得到的本小区的主扰码) 也是可知的, 这样, CPICH 的伪随机码 (PN 码, 包括信道码和扰码, 用于最终的加扩加扰或解扩解扰) 就确定了, 因此可在小区搜索完成后直接利用 PN 码对 CPICH 进行解扰解扩, 而无需其他任何信息; 而且其发射功率比较大, 有利于判别。

解扩的过程可用图 3 描述。信号 110 是加扩前的数据信号 $a(t)$, 这就是前面提到的符号, 符号宽度为 T_s ; 信号 111 是扩频码 $b(t)$, 也叫信道码, 其宽度为 T_c , 它满足 $T_c = T_s / SF$, SF 就是扩频因子; 信号 112 是扩频后数据信号 $c(t)$, 它是信号 111 乘以信号 110 而得。由于数据符号和扩频码都只包括两种电平: +1(高电平)和-1(低电平), 因此乘得的结果如图 3 所示, 可见扩频后信号频率带宽是扩频前的 SF 倍, 因此这一频率扩展过程叫“扩频”; 前面所述的是加扩的过程, 解扩的过程是加扩的逆过程, 两者是相辅相成的。信号 113 是解扩用扩频码 $d(t)$, 它其实就是加扩时所用的扩频码, 即 $d(t) = b(t)$ 。解扩时, 用信号 113 去乘信号 112, 这样就可恢复出信号 110, 这就是恢复后数据信号 114, 正确时应有 $e(t) = a(t)$ 。用表达式表示如下:

$$e(t) = c(t) * d(t) = [a(t) * b(t)] * d(t) = a(t) * [b(t) * d(t)] = a(t) * b^2(t) = a(t) \quad (1)$$

注意: 在加扩或解扩过程中, 相乘的两个信号必须时序同步, $b(t) = d(t)$ 才能成立, (1) 式中 $b(t) * d(t) = b^2(t) = 1$ 也才成立, 这样才能正确恢复出原数据信号。

解扰的过程与解扩完全一样。

3、提取频偏信息



通过 FFT 将信号变换到频域, 经过能量比较可提取出频偏信息。必须指出的是, 任何无线信道都存在多径效应, 对于每一条径来说, 固定频偏是一样的, 多普勒频偏因为每条径与移动终端的移动方向的夹角不同而不同, 而小区搜索完成的只是多径中最强径的同步, 因此本方法得到的频偏也是最强径的频偏, 其中的多普勒频偏只能代表最强径的。但由于在多径信号合并时, 一般采用最大比合并, 即能量越强的径, 合并时所加的权值越大。因此, 本方法估计出的最强径频偏用于 AFC 校正还是很有效果的。

图2示出了本发明提供的WCDMA系统的AFC装置实现示意图。

本发明提出的 AFC 装置中,主要有小区搜索模块、相关器、PN 码发生器、FFT 运算模块及能量比较模块五个部分。此处的相关器和 PN 码发生器与宽带码分多址系统多处用到的相关器和 PN 码发生器是完全一样的,可用现场可编程逻辑阵列 (FPGA) 或数字信号处理器 (DSP) 实现; FFT 运算和比较器可以用 DSP 实现。

如图 2 所示, 其中的虚框部分表示本发明提出的自动频率控制装置。模数转换模块 101 将模拟接收信号变换成数字信号送到小区搜索模块 102, 102 模块对接收信号中的主同步信道、辅同步信道和主公共控制信道处理后得到信号的时隙同步、帧同步和主扰码号; PN 码发生器模块 106 利用 102 模块生成的主扰码号产生相应的 PN 码, 在时隙同步信号和帧同步信号的控制下, 对 CPICH 信道进行相关解扰解扩, 相关器 103 输出 CPICH 的符号, 每一个符号都含有频偏信息; 将离散的 CPICH 符号送入 FFT 模块 104 做 FFT, 得到 CPICH 的频域信号; 频率能量比较模块 105 对所得的频域信号分段比较, 得到每一段中的峰值频率; 通过分析峰值频率的相对位置, 可以获得频偏信息; 将所得的频偏信息送入环路滤波器模块 107, 该模块实际上就是一个低通滤波器, 它可平滑频偏信号; 平滑后的频偏信号送往压控振荡器模块 (VCO) 108, 它根据输入的信号电压大小调整振荡器的输出信号频率, 而该输出信号是参与中频混频的, 这样, 就达到了改变频偏的目的, 实现了自动频率校正。

说明书附图

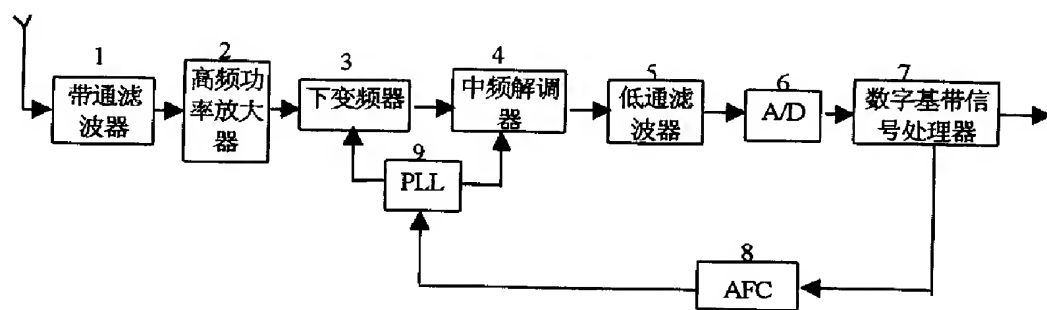


图 1

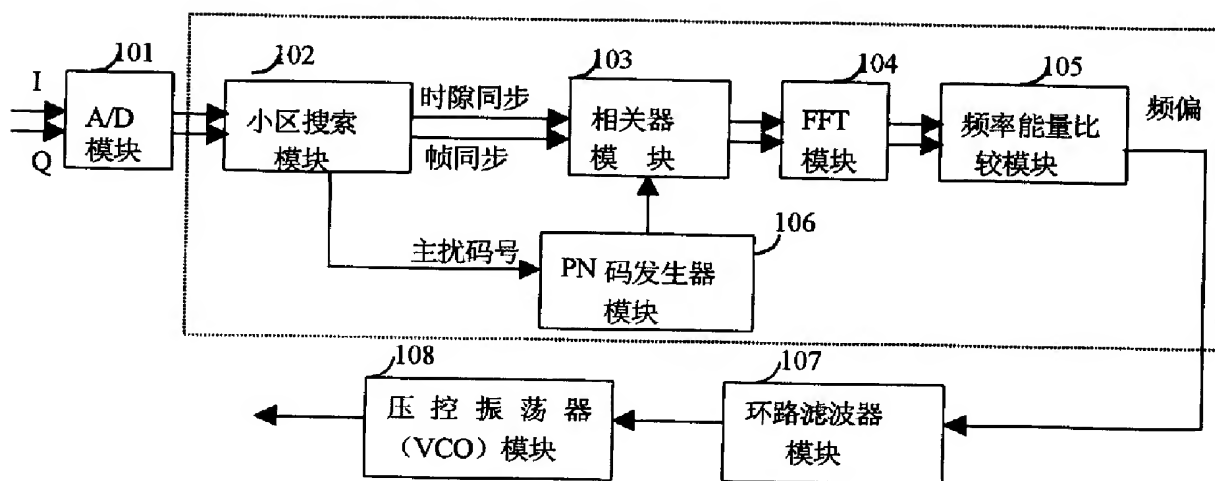


图 2

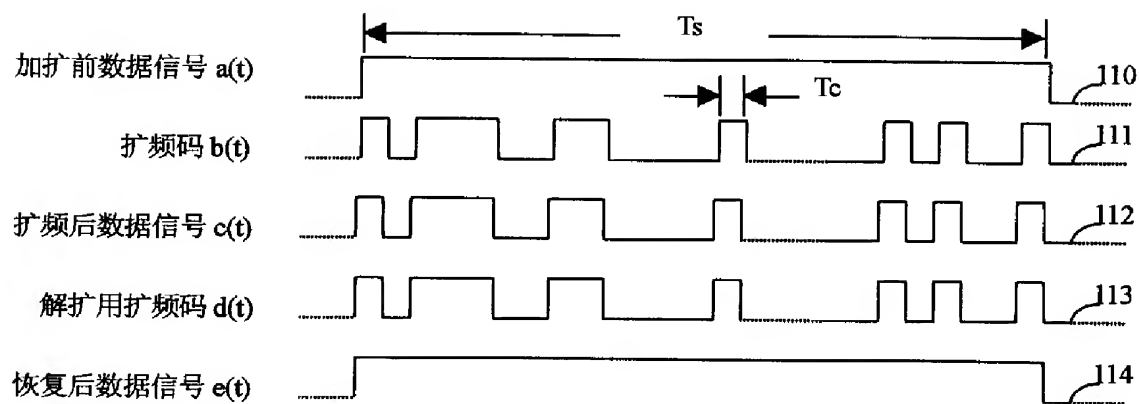


图 3